



Docket No.: P2001,0334

I hereby certify that this correspondence is being deposited with the United States Postal Service as First Class Mail in an envelope addressed to the Commissioner for Patents, P.O. Box 1450, Alexandria, VA 22313-1450 on the date indicated below.

By: [Signature] Date: December 11, 2003

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

Applic. No. : 10/706,780
Applicant : Christian Grewing, et al.
Filed : November 12, 2003

Docket No. : P2001,0334
Customer No. : 24131

CLAIM FOR PRIORITY

Commissioner for Patents,
P.O. Box 1450, Alexandria, VA 22313-1450

Sir:

Claim is hereby made for a right of priority under Title 35, U.S. Code, Section 119, based upon the German Patent Application 101 22 919.4, filed May 11, 2001.

A certified copy of the above-mentioned foreign patent application is being submitted herewith.

Respectfully submitted,

[Signature]
For Applicant

Date: December 11, 2003

RALPH E. LOCHER
REG. NO. 41,947

Lerner and Greenberg, P.A.
Post Office Box 2480
Hollywood, FL 33022-2480
Tel: (954) 925-1100
Fax: (954) 925-1101

/av

BUNDESREPUBLIK DEUTSCHLAND



Prioritätsbescheinigung über die Einreichung einer Patentanmeldung

Aktenzeichen: 101 22 919.4

Anmeldetag: 11. Mai 2001

Anmelder/Inhaber: Infineon Technologies AG, München/DE

Bezeichnung: Schaltungsanordnung zur Frequenzumsetzung einer Oszillatorfrequenz in eine Trägerfrequenz

IPC: H 04 B 1/04

Die angehefteten Stücke sind eine richtige und genaue Wiedergabe der ursprünglichen Unterlagen dieser Patentanmeldung.

München, den 19. November 2003
Deutsches Patent- und Markenamt
Der Präsident

Im Auftrag

Beschreibung

Schaltungsanordnung zur Frequenzumsetzung einer Oszillatorfrequenz in eine Trägerfrequenz

5

Die vorliegende Erfindung betrifft eine Schaltungsanordnung zur Frequenzumsetzung einer Oszillatorfrequenz in eine Trägerfrequenz.

10

Zur drahtlosen Datenübermittlung, wie beispielsweise bei dem sogenannten Bluetooth-Konzept, sind zum Senden und Empfangen modulierter Signale üblicherweise Transceiver (Sender-Empfänger) vorgesehen. Zum Herauf- beziehungsweise Heruntermischen eines von einem Lokaloszillator bereitgestellten Signals mit einer Oszillatorfrequenz in ein Trägersignal mit einer Trägerfrequenz ist bei modernen Sendekonzepten darauf zu achten, daß die Oszillatorfrequenz keine höhere Harmonische der sendeseitigen Trägerfrequenz ist. Andernfalls käme es zu unerwünschten Störungen des beispielsweise spannungsgesteuerten Oszillators aufgrund von Rückkopplungseffekten.

15

20

25

30

35

Es ist beispielsweise denkbar, einem Frequenzmischer ein Signal mit einer Oszillatorfrequenz an einem Eingang mit halber und an einem weiteren Eingang mit einem Viertel der Oszillatorfrequenz zuzuführen. Demnach stellt der Mischer an seinem Ausgang ein Signal mit $3/4$ der ursprünglichen Oszillatorfrequenz bereit. Außerdem fällt die unerwünschte Spiegelfrequenz von $5/4$ der Oszillatorfrequenz am Mischerausgang an, welche dadurch unterdrückt werden kann, daß der Mischer als Spiegelunterdrückender Mischer, als sogenannter Image-Reject (IR)-Mixer ausgeführt ist. Die Eingangssignale des Mixers müssen dabei als komplexe IQ-Signale geführt werden. Dies bedeutet jedoch einen hohen schaltungstechnischen Aufwand und ist mit einem verhältnismäßig großen Chipflächenbedarf verbunden. Zudem ist die Qualität der Spiegelunterdrückung im IR-Mischer stark von Fertigungstoleranzen bei der Chipherstellung abhängig, so daß ein hoher Aufwand bei der Herstellung oder ein

großer Ausschuß bei der Qualitätskontrolle in Kauf zu nehmen sind.

Bei den beschriebenen, modernen Mobilfunkkonzepten ist es
5 wünschenswert, Sende- und Empfangsschaltungen mit besonders geringer Chipfläche, geringer Stromaufnahme sowie weitgehender Unabhängigkeit der Schaltung von Produktionstoleranzen zu ermöglichen.

10 Es ist daher bei der Bereitstellung der Trägerfrequenz, der sogenannten Transmittfrequenz, auf eine Unterdrückung unerwünschter Signale und Frequenzkomponenten zu achten und dabei mit geringer Chipfläche und geringem Strombedarf auszukommen.

15 Aufgabe der vorliegenden Erfindung ist es, eine Schaltungsanordnung zur Frequenzumsetzung einer Oszillatorfrequenz in eine Trägerfrequenz anzugeben, welche mit geringer Chipfläche auskommt, eine geringe Stromaufnahme aufweist sowie einen einfachen Aufbau hat.

20 Erfindungsgemäß wird die Aufgabe gelöst von einer Schaltungsanordnung zur Frequenzumsetzung einer Oszillatorfrequenz in eine Trägerfrequenz, aufweisend

- einen Schaltungsknoten, dem ein Signal mit der Oszillator-
25 frequenz zuführbar ist,
- einen Mischer mit einem ersten Eingang, einem zweiten Eingang und mit einem Ausgang,
- einen ersten Signalpfad zur Kopplung von Schaltungsknoten und erstem Eingang des Mixers zum frequenzmäßig unveränder-
30 ten Übertragen des Signals mit der Oszillatorfrequenz, und
- einen zweiten Signalpfad mit einem Frequenzteiler, der ein-
gangsseitig mit dem Schaltungsknoten und ausgangsseitig mit dem zweiten Mischereingang gekoppelt ist.

35 Der Frequenzmischer bei vorliegender Schaltungsanordnung mischt ein vom ersten Signalpfad bereitgestelltes frequenzmäßig unverändert übertragenes Oszillatorsignal mit einem fre-

quenzmäßig heruntergeteilten, ebenfalls vom Oszillatorsignal abgeleiteten Signal.

5 Dabei ist der erste Eingang des Mischers, dem das Signal mit der Oszillatorfrequenz unverändert zugeführt wird, bevorzugt der schaltend arbeitende Lokaloszillator-Eingang des Mischers und der zweite Eingang des Mischers, dem das Signal mit der Oszillatorfrequenz frequenzmäßig herunter geteilt zugeführt wird, ist bevorzugt ein linearer Signaleingang des Mischers.

10 Der Mischer stellt an seinem Ausgang zum einen ein Signal mit der Differenzfrequenz der beiden Eingangsfrequenzen und zum anderen ein Signal mit der Summenfrequenz der beiden Differenzfrequenzen, das sogenannte Spiegelsignal, bereit. Mit ei-
15 nem Tiefpaßfilter ist es in einfacher Weise möglich, die tiefer liegende Nutzsignalfrequenz von der Spiegelfrequenz zu trennen. Bei den für Bluetooth üblicherweise verwendeten Übertragungsfrequenzen von einigen Gigahertz genügt hierfür ein herkömmlicher Bufferverstärker am Ausgang des Mischers,
20 welcher üblicherweise zur Signalverstärkung ohnehin vorhanden ist, um die frequenzmäßig höherliegende Spiegelfrequenz zu unterdrücken.

25 Der Mischer selbst muß demnach nicht mehr selbst als Image-reject-Mischer beziehungsweise als spiegelunterdrückender Mischer ausgebildet sein, kann deshalb mit geringer Chipfläche aufgebaut sein und weist einen geringen Strombedarf auf. Zudem ist die Spiegelfrequenzunterdrückung unabhängig von der Phasenlage der Inphase- und Quadratur-Komponenten der Fre-
30 quenzanteile der vom ersten und zweiten Signalpfad übertragenen Signale, welche durch Produktions- und Fertigungsstreuungen schwanken können. Der hierdurch mögliche Verzicht auf das Führen der Eingangssignale des Mischers als IQ-Signale ermöglicht eine weitere, deutliche Chipflächenreduzierung.

35 In einer bevorzugten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung ist der Frequenzteiler ein Dividiert-Durch-Vier-Teiler

und ausgelegt zum Bereitstellen eines Ausgangssignals mit einem Viertel der Frequenz des an seinem Eingang anliegenden Oszillatorsignals.

- 5 Ein Dividiert-Durch-Vier-Frequenzteiler ist mit besonders geringer Chipfläche und besonders einfachem Aufbau realisierbar. In diesem Fall stellt der Mischer an seinem Ausgang zum einen ein Signal mit drei Viertel der Oszillatorfrequenz sowie ein Spiegelsignal mit fünf Viertel der Oszillatorfrequenz
10 bereit. Demnach ist die Oszillatorfrequenz keine höhere Harmonische der Trägerfrequenz, so daß keine Störungen des Oszillators durch Rückkopplungen entstehen.

Am Zahlenbeispiel für Bluetooth bedeutet dies, daß der Lokaloszillator, beispielsweise ein spannungsgesteuerter Oszillator, eine Oszillatorfrequenz von 3,2 GHz aufweist. Dem Mischer wird zum einen die Oszillatorfrequenz von 3,2 GHz an seinem ersten Eingang und zum anderen an seinem zweiten Eingang die frequenzmäßig heruntergeteilte Oszillatorfrequenz
15 von 800 MHz bereitgestellt, die sich aus Division von 3,2 GHz durch 4 ergibt. Am Ausgang des Mixers steht demnach ein Signal bereit, welches zum einen die gewünschte Trägerfrequenz für Bluetooth von 2,4 GHz aufweist und zum anderen eine Spiegelfrequenz von 4 GHz liefert. Für Frequenzen im Bereich von
20 4 GHz wirken jedoch derzeit übliche Bufferverstärker, wie sie am Ausgang von Aufwärtsmischern in Sendeempfängern im Mobilfunk eingesetzt werden, bereits als Dämpfer mit ausreichender Tiefpaßwirkung, so daß die Spiegelfrequenz wirksam unterdrückt wird.

30

In einer weiteren, bevorzugten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung umfaßt der Frequenzteiler zwei als Flipflop ausgebildete, hintereinandergeschaltete Dividiert-Durch-Zweiteiler. Zur Frequenzteilung im Hochfrequenzbereich einsetzbare
35 re Flipflops haben üblicherweise zwei Ausgänge, welche zueinander eine Phasenverschiebung von 90° aufweisen. Bei vorliegender Anordnung muß das ausgangsseitig am Flipflop anliegen-

de Signal jedoch nicht als IQ-Signal weitergeführt werden, wie bereits erläutert.

5 In einer weiteren, bevorzugten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung weist der zweite Signalpfad ein Tiefpaßfilter auf, welches dem Frequenzteiler nachgeschaltet ist. Durch die Frequenzteilung im Frequenzteiler entstehen üblicherweise höhere Harmonische, welche durch geeignete Dimensionierung des Tiefpaßfilters und geeignetem Einstellen von dessen Grenzfrequenz herausgefiltert werden, so daß am Eingang des Mischers, 10 bevorzugt an dessen Signaleingang, lediglich das Signal mit der durch 4 geteilten Lokaloszillatorfrequenz bereitsteht.

15 In einer weiteren, bevorzugten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung ist ein Verstärker zum Unterdrücken der Spiegelfrequenz, welche sich durch Addieren der beiden eingangsseitig anliegenden Frequenzen ergibt, angeschlossen. Anstelle des Verstärkers, bevorzugt eines Bufferverstärkers, könnte auch ein geeignet dimensioniertes Tiefpaßfilter explizit vorgesehen sein. Diese Tiefpaßfilterung am Ausgang des Mischers 20 bewirkt eine ausreichende Dämpfung der Spiegelfrequenz vor der Weiterverarbeitung in nachfolgenden Stufen der Schaltung und ermöglicht insbesondere den Verzicht auf eine aufwendige und Ausführung des Frequenzmischers als spiegelfrequenzunterdrückender Mischer. 25

In einer weiteren, bevorzugten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung ist zur Bereitstellung der Oszillatorfrequenz ein Oszillator vorgesehen, der mit dem Schaltungsknoten gekoppelt ist. Der Oszillator, der bevorzugt als spannungsge- 30 steuerter Oszillator ausgebildet ist, stellt dabei an seinem Ausgang eine Oszillatorfrequenz zur Verfügung, welche gleich dem $4/3$ -fachen der Trägerfrequenz, welche gewünscht ist, betragen muß, um bei dem Spezialfall der Frequenzteilung durch vier im zweiten Signalpfad am Ausgang des Mischers gerade die 35 Trägerfrequenz beziehungsweise die Transmit-Frequenz zu erhalten.

Weitere Einzelheiten der Erfindung sind Gegenstand der Unteransprüche.

- 5 Die Erfindung wird nachfolgend an einem Ausführungsbeispiel anhand der Figur näher erläutert.

Es zeigt:

- 10 Die Figur ein vereinfachtes Blockschaltbild einer ersten Ausführungsform der vorliegenden Schaltungsanordnung.

Die Figur zeigt eine Schaltungsanordnung zur Frequenzumsetzung einer Oszillatorfrequenz in eine Trägerfrequenz. Diese
15 umfaßt einen spannungsgesteuerten Oszillator 1, der über einen Signalverstärker 2 an einen Schaltungsknoten 3 angeschlossen ist. Ein Aufwärtsmischer 4 mit einem ersten, als Lokaloszillator ausgebildeten Eingang 5 und einem zweiten, als linearem Signaleingang 6 ausgebildeten Eingang ist über
20 je einen Signalpfad 7, 8 mit dem Schaltungsknoten 3 gekoppelt. Ein erster Signalpfad 7 ist so ausgebildet, daß das vom spannungsgesteuerten Oszillator 1 bereitgestellte Signal mit der Oszillatorfrequenz A frequenzmäßig unverändert am ersten
25 Eingang 5 des Mixers 4 bereit steht. Das Signal mit der Oszillatorfrequenz A ist im vorliegenden Ausführungsbeispiel ein sinusförmiges Signal der Kreisfrequenz $4/3\omega$, mit ω = Kreisfrequenz der gewünschten Trägerfrequenz. Der erste Signalpfad 7 umfaßt einen Signalverstärker 9. Ein zweiter Signalpfad 8 verbindet ebenfalls den Schaltungsknoten 3 mit dem
30 Mischer 4 und ist hierfür an dessen zweiten Eingang 6, der als linearer Signaleingang ausgebildet ist, angeschlossen. Der zweite Signalpfad 8 umfaßt eine Serienschaltung aus zwei :2- Frequenzteilern 10 sowie ein Tiefpaßfilter 11 zum Herausfiltern von durch die Frequenzteilung 10 verursachten höheren
35 Harmonischen der Oszillatorfrequenz. Die :2-Teiler 10 stellen an ihrem Ausgang jeweils ein Signal mit der halben Eingangssignalfrequenz bereit. Demnach steht am Eingang 6 des Mi-

schers 4 ein Signal B mit einem Viertel der Frequenz des Signals mit der Oszillatorfrequenz A bereit. Dieses ist im vorliegenden Ausführungsbeispiel ein Cosinus-Signal mit einem Drittel der Kreisfrequenz ω des Trägersignals.

5 Der Frequenzmischer 4 stellt an seinem Ausgang 12 ein Signal bereit, welches zum einen Frequenzanteile umfaßt, die sich aus der Differenz der Frequenzen der Eingangssignale A, B ergeben und zum anderen Spiegel-Frequenzanteile umfaßt, die 10 sich aus der Summe der Frequenzanteile der Eingangssignale A, B ergeben. Das Signal mit der Trägerfrequenz C am Ausgang 12 des Mixers 4 umfaßt demnach Kreisfrequenzanteile der Kreisfrequenz ω sowie $5/3\omega$. Letztere Frequenzanteile sind dabei Spiegelfrequenzen des gewünschten Trägers mit der Fre- 15 quenz ω . Der Mischer 4 ist nicht als spiegelfrequenzunterdrückender Mischer ausgebildet. Vielmehr werden die unerwünschten Spiegelfrequenzanteile in einem am Ausgang 12 des Mixers 4 angeschlossenen Bufferverstärker 13 wirksam unterdrückt. Zur besseren Dämpfung der Spiegelfrequenz kann dem 20 Buffer 13 ein weiterer Verstärker 14 nachgeschaltet sein. Die Signalpfade 7, 8 sind in vorliegender Ausführung nicht als IQ-Signalpfade zur Führung komplexer Signale ausgelegt.

25 Gegenüber einer Ausführung mit spiegelfrequenzunterdrückender Mischung zur Bereitstellung einer Trägerfrequenz abgeleitet aus einer Oszillatorfrequenz, beispielsweise mit einer Frequenzteilung durch zwei im ersten Signalpfad und einer Frequenzteilung durch vier im zweiten Signalpfad, hat die beschriebene Schaltungsanordnung den Vorteil, daß eine deutliche 30 Reduzierung der Stromaufnahme des Sendepfades in einen Transceiver, der beispielsweise im Mobilfunk einsetzbar ist, von circa 40% erzielbar ist. Zugleich ist die beschriebene Schaltungsanordnung auf der halben Chipfläche bezogen auf obige Ausführung integrierbar. Zudem ist die beschriebene 35 Spiegelfrequenzunterdrückung bezüglich ihrer Performance deutlich geringeren Fertigungstoleranzen unterworfen. Auch die Ausgangsleistung der beschriebenen Schaltungsanordnung

ist weitgehend unabhängig von Fertigungstoleranzen. Die Unterdrückung der Spiegelfrequenz ist bei vorliegender Ausführung nicht von den Phasenlagen der IQ-Komponenten

- 5 Da die vorliegende Schaltungsanordnung die Verwendung eines Toggle-Flipflops zum Erzeugen eines IQ-Signals beim Herunterteilen der Oszillatorfrequenz vermeidet, sind höhere Grenzfrequenzen im Sendepfad eines Mobilfunk-Transceivers erreichbar.

10

Anstelle der ausgangsseitig am Mischer 4 vorgesehenen Verstärker 13, 14 kann zur Unterdrückung der Spiegelfrequenz auch ein Tiefpaßfilter vorgesehen sein.

Patentansprüche

1. Schaltungsanordnung zur Frequenzumsetzung einer Oszillatorfrequenz (A) in eine Trägerfrequenz (C), aufweisend
 - 5 - einen Schaltungsknoten (3), dem ein Signal mit der Oszillatorfrequenz (A) zuführbar ist,
 - einen Mischer (4) mit einem ersten Eingang (5), einem zweiten Eingang (6) und mit einem Ausgang (12),
 - einen ersten Signalpfad (7) zur Kopplung von Schaltungsknoten (3) und erstem Eingang des Mixers (5) zum frequenzmäßig unveränderten Übertragen des Signals mit der Oszillatorfrequenz (A), und
 - 10 - einen zweiten Signalpfad (8) mit einem Frequenzteiler (10), der eingangsseitig mit dem Schaltungsknoten (3) und ausgangssseitig mit dem zweiten Mischereingang (6) gekoppelt ist.
2. Schaltungsanordnung nach Anspruch 1,
d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t, daß
der Frequenzteiler (10) ausgelegt ist zum Bereitstellen eines
20 Ausgangssignal mit einem Viertel der Frequenz (B) des an seinem Eingang anliegenden Oszillatorsignals (A).
3. Schaltungsanordnung nach Anspruch 2,
d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t, daß
25 der Frequenzteiler (10) zwei als Flipflop ausgebildete, hintereinandergeschaltete Teiler (10) umfaßt, welche jeweils an ihrem Ausgang ein Signal mit der halben Frequenz des an ihrem Eingang anliegenden Signals bereitstellen.
- 30 4. Schaltungsanordnung nach einem der Ansprüche 1 bis 3,
d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t, daß
der zweite Signalpfad (8) ein Tiefpaßfilter (11) aufweist, welches dem Frequenzteiler (10) nachgeschaltet ist.
- 35 5. Schaltungsanordnung nach einem der Ansprüche 1 bis 4,
d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t, daß

ein Verstärker (13) zum Unterdrücken einer höheren Mischfrequenz, welche sich durch Addition der Frequenzen der am Eingang des Mischers (4) anliegenden Signale (A, B) ergibt, an den Ausgang (12) des Mischers (4) angeschlossen ist.

5

6. Schaltungsanordnung nach einem der Ansprüche 1 bis 5, dadurch gekennzeichnet, daß zur Bereitstellung der Oszillatorfrequenz (A) ein Oszillator (1) vorgesehen ist, der mit dem Schaltungsknoten (3) gekoppelt ist.

10

Zusammenfassung

Schaltungsanordnung zur Frequenzumsetzung einer Oszillatorfrequenz in eine Trägerfrequenz

5

Es ist eine Schaltungsanordnung zur Frequenzumsetzung einer Oszillatorfrequenz (A) in eine Trägerfrequenz (C) angegeben, welche einen Mischer (4) umfaßt, dem ein Signal mit der Oszillatorfrequenz (A) an einem Eingang (5) frequenzmäßig unverändert und an einem zweiten Eingang (6) frequenzmäßig heruntergeteilt zuführbar ist. Die Frequenzteilung (10) ist dabei bevorzugt eine Frequenzteilung durch vier. Die vorliegende Schaltungsanordnung weist einen besonders geringen Flächenbedarf, eine besonders geringe Stromaufnahme sowie eine weitgehende Unabhängigkeit von Fertigungstoleranzen auf. Die vorliegende Schaltungsanordnung ist bevorzugt in Mobilfunk-Transceivern anwendbar.

10

15

Figur

Bezugszeichenliste

	1	Oszillator
	2	Verstärker
5	3	Schaltungsknoten
	4	Mischer
	5	LO-Eingang
	6	Signaleingang
	7	Signalpfad
10	8	Signalpfad
	9	Verstärker
	10	Flipflop
	11	Flipflop
	12	Ausgang
15	13	Buffer
	14	Verstärker

Fig.

